空间通信中 GMSK 信号的载波恢复与时钟同步 *

唐智灵，邹　鑫，李思敏†

(桂林电子科技大学 广西无线宽带通信和信号处理重点实验室，广西 桂林 541004)

摘　要：在空间通信中，过大的多普勒频移和多普勒变化率会造成相干解调接收机无法进行载波恢复与时钟同步。为此，针对高斯最小频移键控（GMSK）信号提出一种可靠且快速克服大多普勒频移的改进平方环方法。首先通过频率估计模块获取粗略载波频率，其次应用改进平方环结构实现 GMSK 信号的载波恢复和时钟同步。仿真结果显示在输入信噪比 E_b/N_0=5 dB 以及环路噪声带宽为 50 kHz 的条件下，载波恢复环路与时钟同步环路锁定时间约为 3.6 ms。在低信噪比及大多普勒频移的条件下，该方法能够快速且稳定地实现 GMSK 信号在空间通信中的载波恢复与时钟同步。

关键词：空间通信；GMSK；多普勒频移；多普勒变化率；平方环

中图分类号：TN911.7　　doi: 10.19734/j.issn.1001-3695.2018.11.0841

Carrier recovery and clock synchronization of gmsk signals in space communications

Tang Zhiling, Zou Xin, Li Simin†

(*Guangxi Key Laboratory of Wireless Broadband Communication & Signal Processing*, *Guilin University of Electronic Technology*, *Guilin Guangxi* 541004, *China*)

Abstract: Due to excessive Doppler shifts and Doppler rate in space communications, the coherent demodulation receiver fails to perform carrier recovery and clock synchronization. To this end, this paper proposed an improved square-loop method to overcome the large Doppler shifts reliably and quickly for the Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) signal. This method could obtain the coarse carrier estimation by the frequency estimation module, and then the carrier recovery and clock synchronization were realized by the improved square-loop. With loop noise bandwidth of 50 kHz and E_b/N_0=5 dB, the simulation showed that the locked time of carrier-recovery loop and clock-synchronization loop was about 3.6 ms. In space communications , the method is proved can implement carrier recovery and clock synchronization of GMSK signals quickly and stably under the conditions of low SNR and large Doppler shifts.

Key words: space communications; gmsk; doppler shifts; doppler rate; square-loop

0　引言

由于深空通信任务中 X 波段频谱分配的稀缺性，深空通信任务开始转向 Ka 波段进行数据通信。但是，在深空通信任务中依然需要具备 X 波段通信系统，用作应急通信[1,2]。针对频谱资源有限，数据传输速率高，传输距离远等问题，高斯最小频移键控（Gaussian minimum shift keying, GMSK）调制体制以其恒包络，频谱利用率高的特点被国际空间数据系统咨询委员会（Consultative Committee for Space Data Systems，CCSDS）列为深空通信调制方式之一[3~5]。在 2008 年，欧洲航天局（European Space Agency, ESA）将 GMSK 调制体制首次应用于 Herschel Planck 卫星测试任务中[6]。

GMSK 信号的解调方式包括非相干解调与相干解调，传统的 GMSK 解调多采用非相干解调，优点是接收机设计复杂度小，但是解调性能比相干解调有一定的恶化。在特定领域如空间通信方面，由于非相干解调存在解调门限的限制，只能通过相干解调方式接收 GMSK 信号。

在 GMSK 相干解调接收机中，通常采用锁相环结构实现相干载波的提取，其中平方环和科斯塔斯环是在载波恢复过程中应用最为广泛的两种环路。在环路设计中环路捕获带宽和环路锁定精度是相互矛盾的。尤其在空间通信中，接收信号中往往存在较大的多普勒频移和多普勒变化率，如火星探测任务中多普勒频移最大可以达到 90 kHz 左右，多普勒变化率最大达到 1000 Hz/s[7]。如果想要提高捕获范围大小，就意味着增加环路噪声带宽，在低信噪比下，增加环路噪声带宽，会造成锁定精度下降。因此，在实际应用中需要寻找折中的办法来达到工程所需求的性能。与此同时自动频率控制环路，同样可以完成某些调制信号的载波恢复和频偏估计[8,9]，通常应用突发通信，载波恢复速度很快，在信噪比低的情况下时往往锁定精度达不到要求。

在实现载波恢复与频偏估计的工程应用中，文献[10，11]中提出使用通用数字环路对 GMSK 调制信号进行载波恢复，但是由于鉴相器具有正弦鉴相特性，在较大误差信号下，鉴相曲线并非呈现线性特性。文献[12]中提出基于 FPGA 线性鉴相全数字锁相环，采用数字计算机算法(coordinate rotation digital computer, CORDIC)实现线性鉴相范围的扩展。而针对空间通信中出现的大多普勒频移；文献[13]提出一种基于 FFT 算法的快速且精准的载波恢复方法，结构简单，估计精

收稿日期：2018-11-02；**修回日期：**2018-12-27　**基金项目：**国家自然科学基金资助项目（61461013）；广西无线宽带通信与信号处理重点实验室基金资助项目（GXKL06160103）

作者简介：唐智灵（1975-），男，广西桂林人，副教授，博士，主要研究方向为认知无线电、数字射频技术、无线传感器网络、数字波束成形、通信信号识别；邹鑫（1993-），男，河南信阳人，硕士研究生，主要研究方向为通信系统设计；李思敏（1963-），男（通信作者），广西桂林人，教授，博士，主要研究方向为天线、计算机电磁学、高功率微波技术、仪器科学（siminl@guet.edu.cn）.

度高，通过频率估计加快锁相环锁定；文献[14,15]提出了针对 QPSK 调制信号的最大似然频偏估计方法，FPGA 设计较为复杂，但是估计精度高；文献[16]提出在 FFT 频偏估计上进行优化算法实现精度提升，实际工程应用较难。

为了在大多普勒频移与低信噪比条件下实现 GMSK 信号的载波恢复与时钟同步，本文结合前人的工作，提出将平方环与自动频率控制环路相结合的改进平方环方法。运用基于 CORDIC 算法的 FPGA 实现完成平方环的线性鉴相。为了实现简易而精准的频偏估计，采用基于 FFT 算法的自动控制环路的设计，辅助平方环进行载波恢复。为空间通信中 GMSK 信号载波恢复与时钟同步的 FPGA 实现，提出一种可行的办法。

1　问题分析

空间飞行器，包括人造卫星、载人飞船、航天飞机等，在轨运行时都具有很快的运动速度。因此，地面接收的信号中必然会存在着多普勒现象。多普勒现象包括多普勒频移以及多普勒变化率[17]，两者的数值变化大小，对于锁相环参数设计及其重要。

如图 1 所示，以近地轨道为模板，假设空间飞行器绕地球进行近似圆周运动且地面接收机与飞行器轨道处于同一平面。根据飞行器运动轨迹图分析地面接收机与空间飞行器通信中存在的多普勒现象。

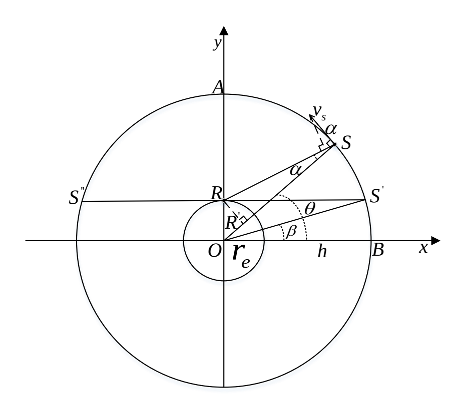


图 1　飞行器运动轨迹平面图

Fig. 1　Aircraft motion trajectory plan

以地心 O 为原点建立坐标系，其中 R 点为地面接收机位置，S 点为空间飞行器当前位置，地球半径为 r_e，轨道高度为 h，S 点处的线速度为 v_s，假设飞行器从 B 点运行到 S 点处，转动角度为 θ。 α 是 $\overline{RS}$ 与 $\overline{OS}$ 的夹角。由牛顿万有引力公式可得

$$\begin{cases} \omega = \dfrac{d\theta}{dt} = \sqrt{\dfrac{GM}{(r_e+h)^3}} \\ v_s = \omega r_o \end{cases} \tag{1}$$

其中：$r_o = r_e + h$ 为飞行器轨道半径，ω 是飞行器的角速度，G 是万有引力常量，M 为中心星体的质量，此处是地球的质量。

根据多普勒频移计算公式求得多普勒频移 f_d 为

$$f_d = v_d \frac{f_t}{c} \tag{2}$$

其中：v_d 为飞行器线速度 v_s 在向量 $\overline{RS}$ 的速度分量，f_t 为无线电信号传输频率，c 为光传播速率。

由速度分解法可得

$$v_d = \begin{cases} -v_s \sin\alpha & 0° \le \theta \le 90° \\ v_s \sin\alpha & 90° \le \theta \le 180° \end{cases} \tag{3}$$

同时根据三角函数定理可得

$$\sin\alpha = \frac{l_{RR'}}{l_{RS}} = \begin{cases} \dfrac{r_e\cos\theta}{\sqrt{r_e^2+r_o^2-2r_e r_o\sin\theta}} & 0° \le \theta \le 90° \\ \dfrac{-r_e\cos\theta}{\sqrt{r_e^2+r_o^2-2r_e r_o\sin\theta}} & 90° \le \theta \le 180° \end{cases} \tag{4}$$

将式(3)(4)代入式(2)中可以得到

$$f_d = \frac{-v_s r_e \cos\theta}{\sqrt{r_e^2+r_o^2-2r_e r_o\sin\theta}} \frac{f_t}{c} \tag{5}$$

其中 $0° \le \theta \le 180°$ 。

多普勒变化率 a_d 为多普勒频移 f_d 在单位时间 t 内的变化值，多普勒频移 f_d 对时间 t 进行求导可以得到多普勒变化率公式为

$$a_d = \frac{df_d}{dt} = \frac{-v_s r_e (r_e r_o \sin^2\theta - (r_e^2+r_o^2)\sin\theta + r_e r_o)}{\sqrt{(r_e^2+r_o^2-2r_e r_o\sin\theta)^3}} \frac{f_t}{c}\omega \tag{6}$$

其中 $0° \le \theta \le 180°$ 。

如图 1 所示，当飞行器处于弧线 $S'S''$ 范围内才可以进行正常的信号发送与接收。即

$$\begin{cases} \beta = \arcsin(r_e / r_o) \\ \beta \le \theta \le 180° - \beta \end{cases} \tag{7}$$

基于以上公式的推导，X 波段无线电信号传输频率 f_t 为 8.4 GHz，通过改变飞行器的高度，对多普勒现象的特性进行分析。

如图 2 所示，飞行器高度越低，多普勒频移最大值越大。高度为 500 KM 时，多普勒频移最大值可达到 200 kHz 左右，在 $\theta = 90°$ 时多普勒频移达到最小值 0 Hz。

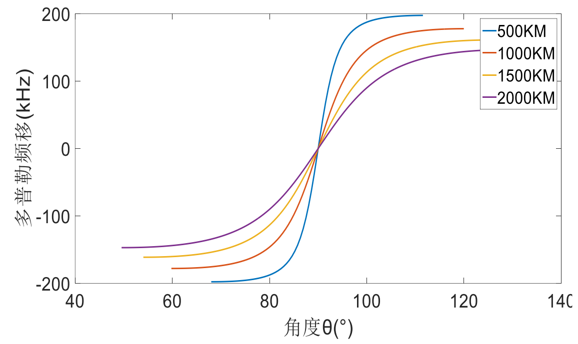


图 2　接收信号中的多普勒频移

Fig. 2　Doppler shifts of receive signals

如图 3 所示，飞行器高度越低，变化率最大值也越大。高度为 500 KM 多普勒变化率最大值可达 3 kHz 左右，且在 $\theta = 90°$ 时多普勒变化率取得最大值。

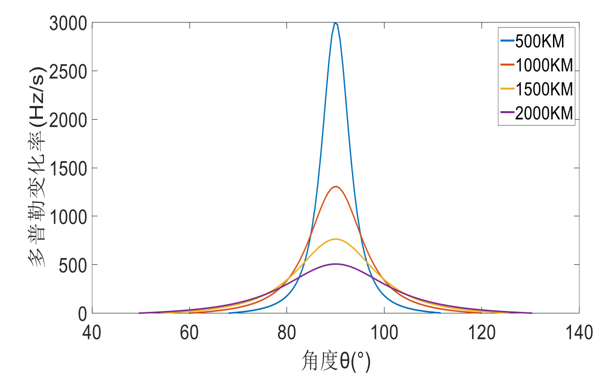


图 3　接收信号中的多普勒变化率

Fig. 3　Doppler rate of receive signals

2　GMSK 载波恢复与时钟同步方法

GMSK 信号是将码元信号预先经过一个窄带高斯滤波器，然后再进行 MSK 调制，它同样可以解释为一种调制指数为 0.5 的连续相位的频移调制（CPFSK）[18]。鉴于在无线通信中采用的是抑制载波调制方式，虽然接收信号本身没有载波的频率分量，但是信号含有载频信息，只要经过非线性变换即可产生载波的倍频分量。

2.1　GMSK 信号分析

根据 MSK 调制的特点，每个码元周期相位变化为 $\pm\pi t/2T_b$（T_b 是码元周期），那么 GMSK 信号中每个码元周期的频率变化范围为

$$\begin{cases} f_L = f_c - 1/4T_b \\ f_H = f_c + 1/4T_b \end{cases} \tag{8}$$

其中 f_c 为载波频率。

假设输入信号为

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t) + n(t) \\ &= m(t)\sin\left[\omega_c t \pm \frac{\pi t}{2T_b}\right] + n(t) \end{aligned} \tag{9}$$

其中：$m(t)$ 是信号幅度失真，$n(t) = n_c(t) + jn_s(t)$，$n_c(t)$ 与 $n_s(t)$ 是完全独立的高斯白噪声，ω_c 为载波角频率。

GMSK 信号平方后经带通滤波器得

$$\begin{aligned} y(t) = &\left\{-\frac{1}{2}m(t) + n_s(t)m(t) - \frac{1}{2}n_s^2(t) + \frac{1}{2}n_c^2(t)\right\}\times \\ &\cos[2\omega_c t + 2\theta_0(t)] + \\ &[m(t) - n_s(t)]n_c(t)\sin[2\omega_c t + 2\theta_0(t)] \end{aligned} \tag{10}$$

其中：$\theta_0(t) = \pm\pi t/2T_b$ 。

由式（10）知平方后信号存在离散频率 $2f_H$ 和 $2f_L$，GMSK 信号平方频谱如图 4 所示。

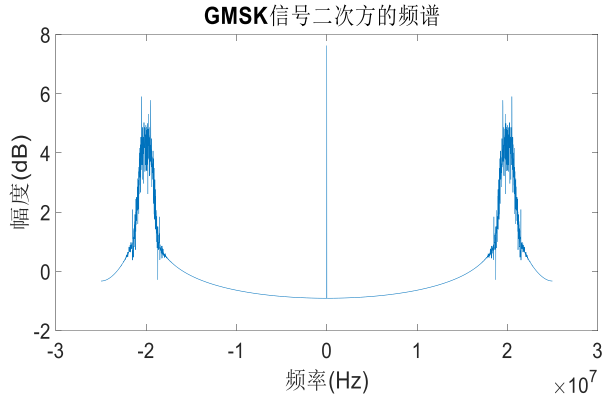


图 4　GMSK 信号平方频谱

Fig. 4　Spectrum of GMSK signal square

载波频率与离散频率之间的关系为

$$\begin{cases} f_c = \dfrac{f_H + f_L}{2} \\ f_b = 2f_H - 2f_L \end{cases} \tag{11}$$

获取 $2f_H$ 和 $2f_L$ 两个离散频率信号，混频后经低通滤波就可以得到时钟频率为 f_b 信号，经脉冲形成后，即可提取时钟信号。

2.2　改进平方环分析与设计

数字平方环是数字锁相环的一种，包括鉴相器、环路滤波器和数字控制振荡（NCO）。平方环的设计需要分析数字锁相环和模拟锁相环来确定环路参数，文献[19]对基于二阶模拟锁相环的数字锁相环设计作了详细的分析。本文提出的改进平方环结构如图 5 所示。

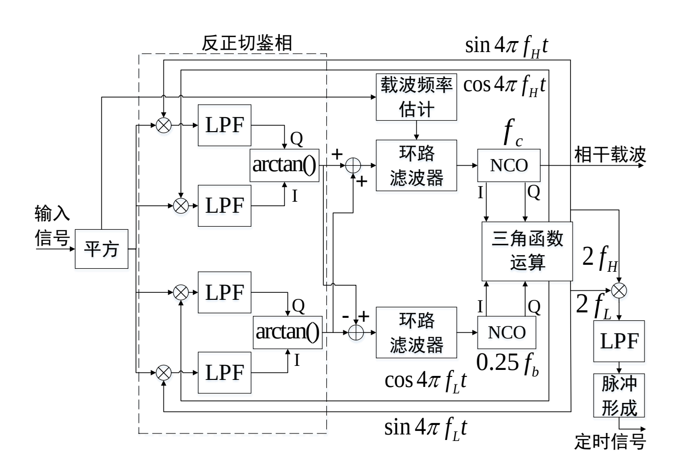


图 5　改进平方环结构图

Fig. 5　Modified square loop structure diagram

2.2.1 全数字锁相环模型分析

图 6 是二阶模拟锁相环相位模型图，鉴相器鉴相增益为 K_d，环路滤波器 S 域传递函数为 $F(s)$，压控振荡器 S 域传递函数为 $V(s)$，鉴相器输出误差电压 $V_d(s)$，经环路滤波器滤波得控制电压 $V_c(s)$，控制输出相位 $\theta_2(s)$ 靠拢输入相位 $\theta_1(s)$ 。模拟锁相环相位模型在线性鉴相区间的 S 域变换公式为

$$F(s) = \frac{V_c(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{s}\frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1} \tag{12}$$

$$V(s) = \frac{\theta_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_o}{s} \tag{13}$$

$$\begin{aligned} H(s) = \frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} &= \frac{K_d F(s)V(s)}{1 + K_d F(s)V(s)} \\ &= \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \end{aligned} \tag{14}$$

其中：K_o 为压控振荡器(VCO)增益，τ_1 和 τ_2 是时间常数，$\omega_n = \sqrt{K_d K_o/\tau_1}$ 为环路自然角频率，$\xi = \tau_2\omega_n/2$ 为阻尼因子。$H(s)$ 为模拟锁相环在 S 域的传递函数。

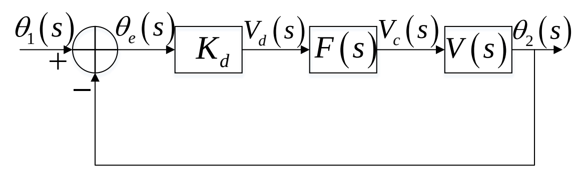


图 6　二阶模拟锁相环相位模型

Fig. 6　Second-order analog phase-locked loop phase model

为了对模拟锁相环数字化，可以通过双线性变换方法[20]实现模拟系统与数字系统之间的转换。变换公式为

$$\begin{cases} s = \dfrac{2}{T_s}\dfrac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \\ z = \dfrac{1 + \frac{T_s}{2}s}{1 - \frac{T_s}{2}s} \end{cases} \tag{15}$$

其中 T_s 是数字采样周期。

将式(15)分别代入式(12)(13)得

$$F(z) = C_1 + C_2\frac{1}{1 - z^{-1}} \tag{16}$$

$$N(z) = \frac{K_o z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{17}$$

其中：$C_1 = (2\tau_2 + T)/2\tau_1$，$C_2 = T_s/\tau_1$ 。

数字锁相环的相位模型如图 7 所示。则数字锁相环 z 域传递函数可以表示为

$$H(z)=\frac{\theta_2(z)}{\theta_1(z)}$$

$$=\frac{KC_1z^{-1}+(KC_2-KC_1)z^{-2}}{1+(KC_1-2)z^{-1}+(KC_2-KC_1+1)z^{-2}} \tag{18}$$

其中 $K=K_dK_o$ ，为数字环路总增益。

图 7　二阶数字锁相环相位模型

Fig. 7　Second-order digital phase-locked loop phase model

式(18)是根据数字锁相环相位模型推导出来的 z 域系统传递函数，另外还可以将模拟锁相环系统传递函数，采用双线性变换方法变换成数字域的系统函数，将式(15)代入式(14)可以得到

$$H(z)=(\left[4\xi\omega_nT_s+2(\omega_nT_s)^2\right]+2(\omega_nT_s)^2z^{-1}+$$

$$2(\omega_nT_s)^2z^{-1}+\left[?(\omega_nT_s)^2-4\xi\omega_nT_s\right]z^{-2})\times$$

$$\left[(\omega_nT_s)^2-4\xi\omega_nT_s\right]z^{-2})\times(\left[4+4\xi\omega_nT_s+(\omega_nT_s)^2\right]+$$

$$\left[2(\omega_nT_s)^2-8\right]z^{-1}+\left[4-4\xi\omega_nT_s+(\omega_nT_s)^2\right]z^{-2})^{-1} \tag{19}$$

通过比较式(18)和(19)可以得出

$$\begin{cases}C_1=\dfrac{4(\omega_nT_s)^2+8\xi\omega_nT_s}{4+4\xi\omega_nT_s+(\omega_nT_s)^2}\dfrac{1}{K}\\ C_2=\dfrac{4(\omega_nT_s)^2}{4+4\xi\omega_nT_s+(\omega_nT_s)^2}\dfrac{1}{K}\end{cases} \tag{20}$$

2.2.2 改进平方环参数计算

由式(18)(20)可知，数字锁相环系统传递函数中，需要计算鉴相增益 K_d 、数字控制振荡器增益 K_o 、环路总增益 K、阻尼系数 ξ 、环路自然角频率 ω_n 、二阶环路滤波器积分系数 C_1 与比例系数 C_2 。

首先，文献[21]中提出当阻尼系数 ξ =0.707 以及 $\omega_nT_s\ll 1$ 时，工程应用效果最好。 T_s 为采样周期。

1)环路自然角频率 ω_n

数字锁相环捕获过程包括频率捕获与相位捕获，改进平方环采用自动控制环路对大频偏进行估计，所以这里讨论相位捕获，快捕带被称为保证环路只有相位捕获过程的最大固有频率值。故快捕带为

$$\Delta\omega_L=2\xi\omega_n \tag{21}$$

为满足环路稳定环路自然角频率 ω_n 必须满足

$$\omega_n\ge\frac{\Delta\omega_L}{2\xi} \tag{22}$$

针对频率斜升信号，频率变化率为 R 时，二阶锁相环路维持环路稳定， ω_n 满足公式：

$$\omega_n\ge\sqrt{R} \tag{23}$$

同时，还要从环路噪声性能上对 ω_n 的进行分析，在空间通信中接收信号存在高斯白噪声的影响，可以得到在输入信号中存在高斯白噪声条件下相位方差 σ^2 可以表示为

$$\sigma^2=\left(\frac{S}{N}\right)_i^{-1}\frac{B_L}{B_i} \tag{24}$$

其中: $(S/N)_i$ 为输入信噪比， B_i 为输入信号带宽， B_L 为环路噪声带宽。

环路噪声带宽越小，相位方差 σ^2 也就越小，稳态波动也就越小，对于理想二阶环路滤波器环路噪声带宽 B_L 可以表示为

$$B_L=\frac{\omega_n}{8\xi}(1+4\xi^2) \tag{25}$$

环路信噪比 $(S/N)_L$ 其定义为环路输入信号功率与单边带 B_L 的噪声功率之比，表示环路对噪声抑制能力，通常当 $(S/N)_L\ge 6\text{dB}$ 时环路才可以正常锁定， $(S/N)_L$ 可以表示为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_L=\left(\frac{S}{N}\right)_i\frac{B_i}{B_L} \tag{26}$$

则由以上分析可以得到

$$\omega_n\le\left(\frac{S}{N}\right)_i\frac{4\xi B_i}{3(1+4\xi^2)} \tag{27}$$

根据式(22)(23)和(27)可以确定环路自然角频率 ω_n 的范围为

$$\begin{cases}\dfrac{\Delta\omega_L}{2\xi}\le\omega_n\le\left(\dfrac{S}{N}\right)_i\dfrac{4\xi B_i}{3(1+4\xi^2)}\\ \omega_nT_s\ll 1\\ \omega_n\ge\sqrt{R}\end{cases} \tag{28}$$

2)鉴相增益 K_d

鉴相器是一个相位比较装置，用来检测输入相位信号与反馈信号之间的相位差，反正切鉴相器工作原理如图 8 所示。

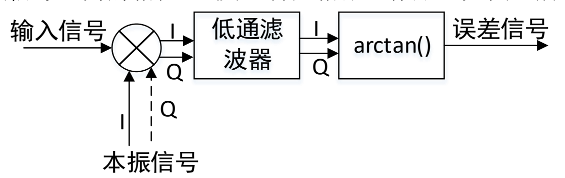


图 8　反正切鉴相原理图

Fig. 8　Arctangent Phase discrimination schematic

假设鉴相器输入信号为

$$u_i(t)=U_i\cos(\omega_1t+\theta_1(t)) \tag{29}$$

其中: ω_1 为输入信号角频率， $\theta_1(t)$ 为输入信号初始相位。

数字控制振荡器输出本振信号可以表示为

$$\begin{cases}u_{oI}(t)=U_o\cos(\omega_2t+\theta_2(t))\\ u_{oQ}(t)=U_o\sin(\omega_2t+\theta_2(t))\end{cases} \tag{30}$$

其中: ω_2 为本振信号角频率， $\theta_2(t)$ 为本振信号初始相位，环路锁定时 $\omega_1=\omega_2$ 。

输入信号与本振信号经过混频，并通过低通滤波器滤除 2 倍频信号后得

$$\begin{cases}u_{dI}(t)=\dfrac{U_iU_o}{2}\cos[\theta_e(t)]\\ u_{dQ}(t)=\dfrac{U_iU_o}{2}\sin[\theta_e(t)]\end{cases} \tag{31}$$

其中: $\theta_e(t)=\theta_1(t)-\theta_2(t)$ 。则反正切鉴相器输出误差信号表达式为

$$u_d(t)=\arctan(u_{dI}(t)/u_{dQ}(t))$$

$$=K_d\theta_e(t) \tag{32}$$

即反正切鉴相增益 $K_d=1$ 。

3)数字控制振荡器增益 K_o

数字控制振荡器它的作用就是产生正交的正弦余弦样本，工作原理如图 9 所示。

根据锁相环工作原理，环路滤波器输出的控制电压用以修正数字控制振荡器的输出频率，则 NCO 输出频率为

$$f_{out}=\frac{f_s}{2^N}(W_0+\Delta W) \tag{33}$$

其中：f_s 为采样频率，N 为相位累加字字长，W_0 为初始频率字，ΔW 为控制频率字，数字控制振荡器相位增益为

$$K_o = \frac{2\pi f_s}{2^N} T_{dds} \tag{34}$$

其中 T_{dds} 为相位累加字更新周期工程应用中取 $T_{dds} = 8T_s$。

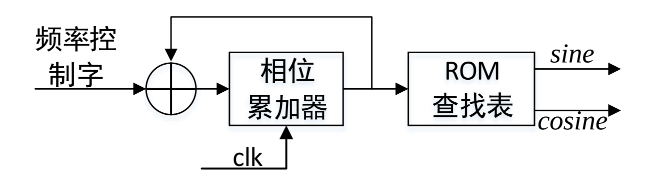


图 9 数字控制振荡器原理图

Fig. 9 Numerically controlled oscillator schematic

如图 5 所示的改进平方环结构，输入信号由于位宽的变化会增加额外的增益，即环路总增益由环路滤波器输出位宽 B_l 所影响，最终环路滤波器增益 K 可以重新表示为

$$K = (2^{B_l - 3}) K_d K_o = \frac{2\pi f_s}{2^N} T_{dds} (2^{B_l - 3}) \tag{35}$$

空间通信中，信号处理都是将高频信号搬移到中频进行数据处理，本文中数字信号采样率 f_s =50 MHz，载波频率 f_c =10 MHz，信息速率 f_b =1 MHz，则 GMSK 输入信号带宽 B_i =500 kHz。

根据图 2 和 3 的多普勒现象分析，多普勒频移最大 200 kHz，多普勒变化率最大 3 kHz。根据载波估计频偏精度，快捕带 $\Delta\omega_L$ 最大为 3 kHz，频率变化率 R 最大为 3 kHz，输入信噪比 E_b/N_0 =5dB，本文已知阻尼因子 ξ =0.707，鉴相增益 K_d =1，为了提升锁相环精度频率字位宽 N =32，环路滤波器位宽 B_l =29，根据式(28)和(35)兼顾锁定时间与稳态相差则可以设定 ω_n 为

$$\omega_n = 2\pi \times 5 \times 10^3 \,(\mathrm{rad/s}) \tag{36}$$

根据式(35)(26)及 (18)（20）可以计算改进平方环 z 域传递函数为

$$H(z) = \frac{0.0267z^{-1} - 0.0263z^{-2}}{1 - 1.9733z^{-1} + 0.9737z^{-2}} \tag{37}$$

根据式(37)可以计算改进平方环的极点为 $0.98672 \pm 0.0132i$，极点位于圆内则证明了该环路是稳定的。

2.3 CORDIC 鉴相的 FPGA 实现

CORDIC 算法可以将三角函数计算转换为加减和移位操作，这非常适合于在硬件电路上实现，该算法不仅可以节约 FPGA 的硬件资源，还能大大提高计算速度[22]。CORDIC 算法坐标旋转图如图 10 所示。

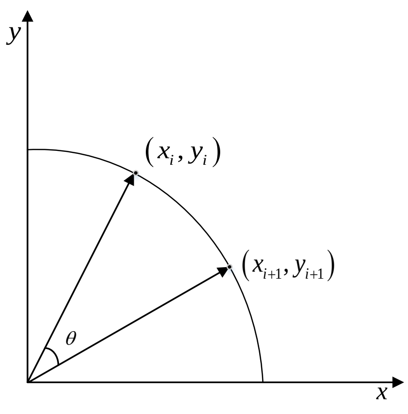


图 10 坐标旋转图

Fig. 10 Coordinate rotation diagram

旋转公式为

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i \cos\theta - y_i \sin\theta \\ y_{i+1} = x_i \sin\theta + y_i \cos\theta \end{cases} \tag{38}$$

通过去除因数 $\cos\theta$ 可以得到伪旋转公式为

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i - y_i \tan\theta = x_i - y_i 2^{-i} \\ y_{i+1} = y_i + x_i \tan\theta = y_i + x_i 2^{-i} \end{cases} \tag{39}$$

其中 $\tan\theta = 2^{-i}$。

同时伪旋转公式可以表示为

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i - y_i 2^{-i} d_i ? \\ y_{i+1} = y_i + x_i 2^{-i} d_i ? \\ z_{i+1} = z_i - d_i \arctan 2^{-i} \end{cases} \tag{40}$$

其中：z 是迭代角度的累加值，每次迭代旋转的角度为 $\arctan 2^{-i}$，大小可以通过查表法获取，取值如表 1 所示。d_i 等于 sgn（y_i），决定每次旋转的方向。

表 1 旋转角度值

Table 1 Rotation angle value

i	$\tan\theta = 2^{-i}$	θ /(°)
1	1.00000000	45.00000000
2	0.50000000	26.56505118
3	0.25000000	14.03624347
4	0.12500000	7.12501635
5	0.06250000	3.57633437
6	0.03125000	1.78991061
7	0.01562500	0.89517371
8	0.00781250	0.44761417
9	0.00390625	0.22381050

CORDIC 鉴相曲线如图 11 所示。

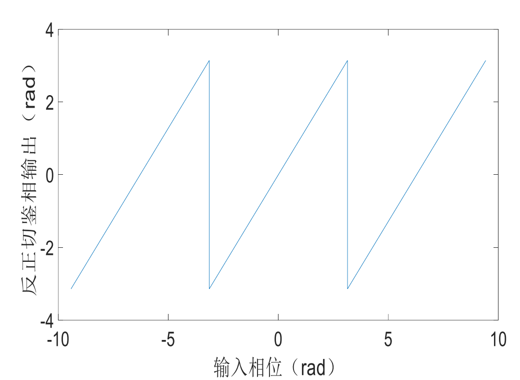


图 11 CORDIC 算法鉴相曲线

Fig. 11 CORDIC algorithm phase discrimination curve

2.4 载波频率估计的 FPGA 实现

锁相环路的捕获时间与初始频差有着直接的关系，初始频差越大，捕获时间越长，受限于锁相环路的性能要求，捕获带宽较小，则在频偏较大的情况下无法完成本地载波与相位的同步，继而无法进行相干解调。通过对输入信号进行分析确定粗略载波频率，控制初始频差在一个较小的范围内，便于锁相环路进行快速捕获。

频率估计模块的原理框图如图 12 所示。

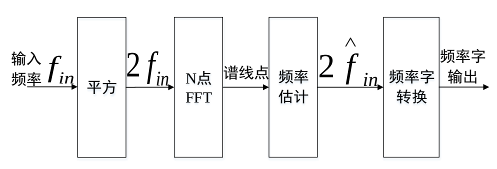


图 12 频率估计原理图

Fig. 12 Frequency estimation schematic

频率估计模块的核心是图 12 中的 N 点的 FFT 运算（采用 IP 核）。通过对 N 个输入信号点进行 FFT 运算后，对运算

结果进行求模并查找最大幅值的位置，即谱线点，通过谱线点的位置确定估计值，最后转换成频率字输出。

本方法是基于 FFT 算法实现频率估计，结构简单，对输入信噪比为 E_b/N_0 =5dB，频移在-300 kHz~300 kHz 范围内的 GMSK 信号的估计精度进行了仿真如图 13 所示,结果显示能够满足多普勒频移估计要求。

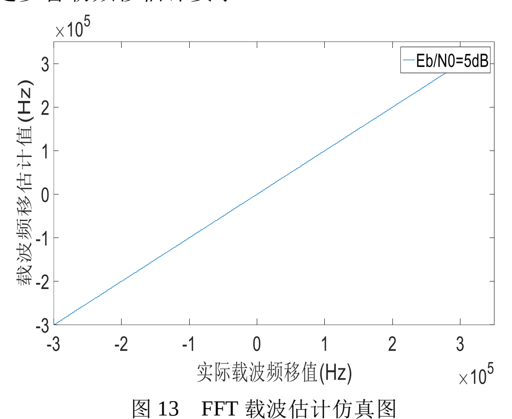


图 13 FFT 载波估计仿真图

Fig. 13 FFT carrier estimation simulation diagram

3 实验与讨论

文中选用 Altera 公司的 Cyclone IV 系列的 EP4CE75F23C8 芯片，采用 QuartusII 和 ModelSim 以及 MATLAB 进行联合仿真测试传统平方环与改进平方环在大多普勒频移，以及不同信噪比条件下的工作性能。

测试输入初始条件：调制方式为 GMSK，采样率为 50 MHz，载波频率为 10 MHz，初始频移为 250 kHz，多普勒变化率为 3 kHz/s，信息速率 1 Mbps。

3.1 传统平方环结构

传统平方环中只包含鉴相器、环路滤波器、数字控制振荡器（NCO）三个主要模块，其中鉴相器一般采用的正弦鉴相器实现近似线性鉴相。

实验 1 传统平方环结构进行 GMSK 调制信号的载波恢复与时钟同步， 输入信噪比为 E_b/N_0 =20 dB，进行 ModelSim 仿真如图 14 所示。

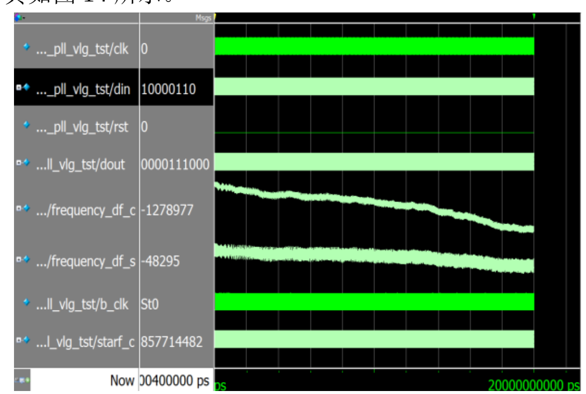


图 14 载波恢复与时钟同步(E_b/N_0 =20dB)

Fig. 14 Carrier recovery and clock synchronization (E_b/N_0 =20db)

图 14 中，载波恢复环路的环路滤波器输出 frequency_df_c 和时钟同步环路的环路滤波器输出 frequency_df_s 的输出结果显示未收敛，说明环路处于失锁状态，证明在大多普勒频移和快速多普勒变化率的情况下，环路自然角频率为 50kHz 时，由于环路捕获带宽小于固定频差，传统平方环无法实现 GMSK 信号的载波恢复与时钟同步。

实验 2 在传统平方环的基础上加入载波估计模块，目的是克服大多普勒频移的影响，将初始频差控制在较小范围，输入信噪比为 E_b/N_0 =20 dB 和 E_b/N_0 =5 dB，进行 ModelSim 仿真如图 15 和 16 所示。

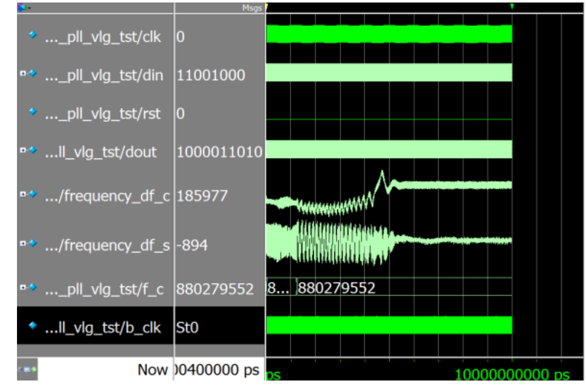


图 15 载波恢复与时钟同步(E_b/N_0 =20dB)

Fig. 15 Carrier recovery and clock synchronization (E_b/N_0 =20db)

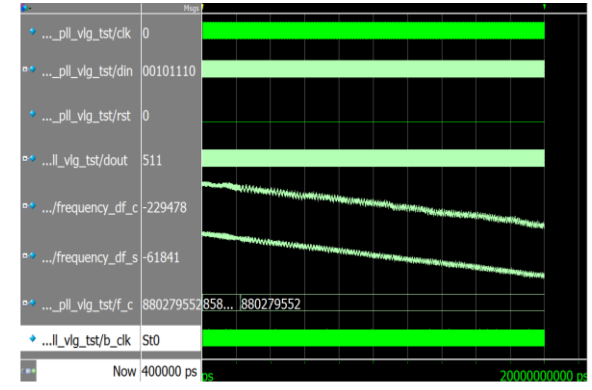


图 16 载波恢复与时钟同步(E_b/N_0 =5dB)

Fig. 16 Carrier recovery and clock synchronization(E_b/N_0 =5db)

图 15 中，载波恢复环路的环路滤波器输出 frequency_df_c 和时钟同步环路的环路滤波器输出 frequency_df_s 同时进入收敛。说明在输入信噪比 为E_b/N_0 =20 dB 且频差处于较小范围内的情形下，传统平方环可以完成 GMSK 信号的载波恢复与时钟同步。载波频率估计模块在 1.2 ms 左右获取载波频率估计的频率字 f_c， 将频差控制在 2197 Hz 左右，环路自然角频率为 50 kHz 的传统平方环在 5.5 ms 左右完成载波环路与时钟环路的锁定。

图 16 中，信噪比为 E_b/N_0 =5 dB 的情况下，传统平方环载波恢复环路的环路滤波器输出 frequency_df_c 和时钟同步环路的环路滤波器输出 frequency_df_s 无法收敛。环路未能实现载波恢复与时钟同步的功能，说明在低信噪比条件下传统平方环无法维持其环路的稳定性。

3.2 改进平方环结构

本文提出改进平方环的结构是在平方环基础上增加了载波估计模块应对大多普勒频移影响，减小初始频差大小，同时利用 CORDIC 算法的 FPGA 实现完成线性鉴相，减少鉴相误差带来的影响，用以提升锁相环的稳定性。

实验 3 改进平方环结构，输入信噪比为 E_b/N_0 =20 dB，进行 ModelSim 仿真如图 17 所示。

将图 17 中环路滤波器输出、载波输出 dout 和时钟信号 b_clk 等数据进行 MATLAB 分析，结果如图 18 和 19 所示。经过 1.2 ms 左右的频偏估计，将初始频偏控制在 2197 kHz 左右，环路自然角频率为 50 kHz 的改进平方环在 2 ms 左右完成相位锁定，并输出频率为 10.25 MHz 的相干载波，图 20 可得提取的时钟信号周期为 1 MHz。说明在输入信噪比为 E_b/N_0 =20 dB 及接收信号中存在大多普勒频移和快速多普勒变化率的情况下，短时间内实现载波恢复与时钟同步。

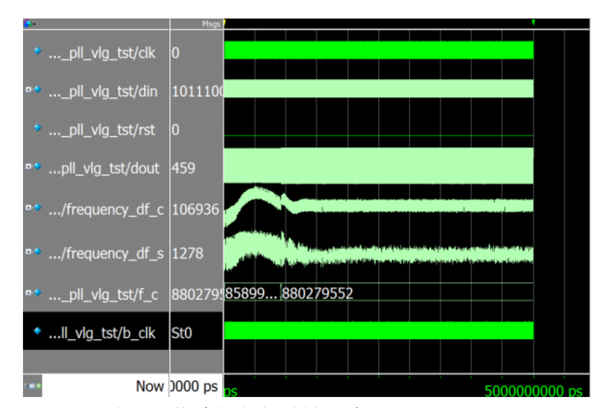


图 17　载波恢复与时钟同步(E_b/N_0 =20 dB)

Fig. 17　Carrier recovery and clock synchronization(E_b/N_0 =20 dB)

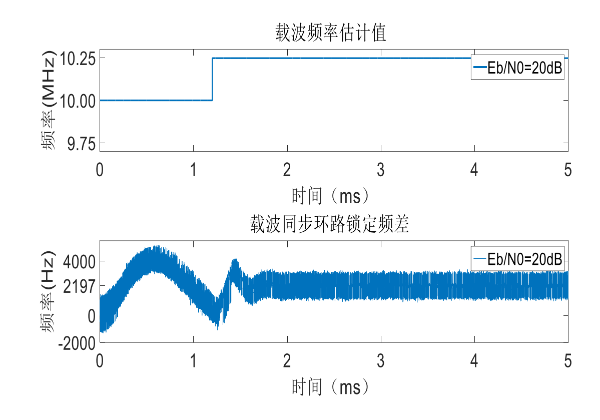


图 18　载波环路仿真数据图(E_b/N_0 =20 dB)

Fig. 18　Carrier loop simulation data map(E_b/N_0 =20 dB)

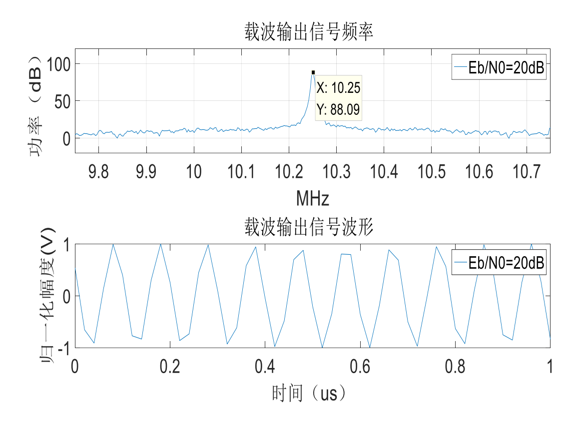


图 19　载波输出仿真数据图(E_b/N_0 =20 dB)

Fig. 19　Carrier output simulation data map(E_b/N_0 =20 dB)

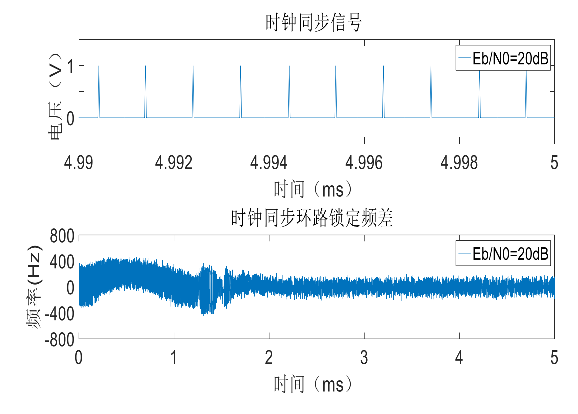


图 20　时钟同步环路仿真数据图(E_b/N_0 =20 dB)

Fig. 20　Clock synchronization loop simulation data diagram(E_b/N_0 =20 dB)

实验 4 改进平方环结构，输入信噪比为 E_b/N_0 =5 dB，进行 ModelSim 仿真如图 21 所示。

将图 21 中环路滤波器输出、载波输出 dout、时钟信号 b_clk 等数据进行 MATLAB 分析，结果如图 22 和 23 所示。载波频偏估计同样将频差控制在 2197 Hz 左右，与输入信噪比为 E_b/N_0 =5dB 的情况下相比，频偏估计时间延长至 2.2 ms 左右，环路锁定时间延长至 3.6 ms 左右，输出频率为 10.25 MHz 的相干载波，图 24 可得时钟信号输出周期为 1 MHz。由此验证在输入信噪比为 E_b/N_0 =5dB 及接收信号存在大多普勒频移和多普勒变化率的情况下，改进平方环依然可以稳定工作。

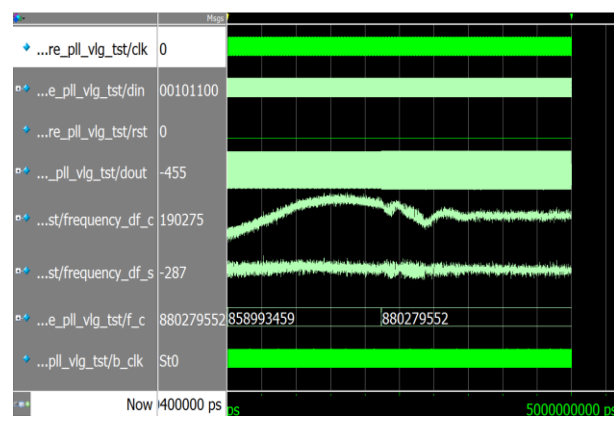


图 21　载波恢复与时钟同步(E_b/N_0 =5 dB)

Fig. 21　Carrier recovery and clock synchronization(E_b/N_0 =5 dB)

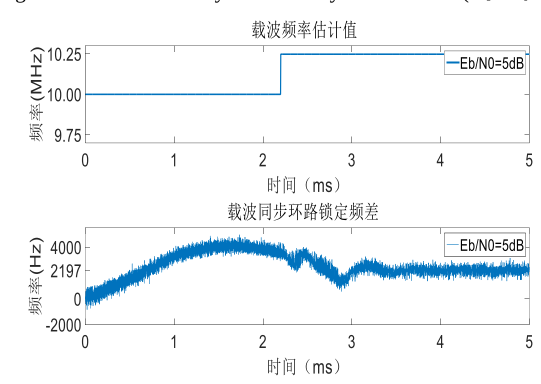


图 22　载波环路仿真数据图(E_b/N_0 =5 dB)

Fig. 22　Carrier output simulation data map(E_b/N_0 =5 dB)

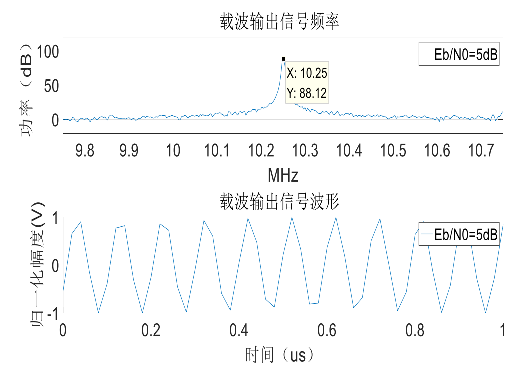


图 23　载波输出仿真数据图(E_b/N_0 =5 dB)

Fig. 23　Carrier output simulation data map(E_b/N_0 =5 dB)

综合以上实验可知传统平方环无法在大多普勒频移、快速多普勒变化率以及低信噪比条件下保证环路正常工作的稳定性，而本文提出的改进平方环方案能够在大多普勒频移及低信噪比的条件下完成 GMSK 信号的载波恢复与时钟同步，与此同时在环路的锁定速度与稳定性上也有了一定的提高。

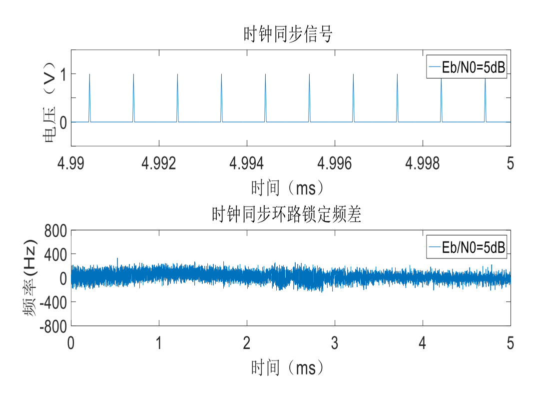


图 24 时钟同步环路仿真数据图(E_b/N_0 =5 dB)

Fig. 24 Clock synchronization loop simulation data diagram (E_b/N_0 =5 dB)

4 结束语

本文针对 GMSK 信号在空间通信中面临的低信噪比以及多普勒现象的环境进行了详细分析，提出了一种基于 FPGA 的改进平方环方法。在低信噪比条件下，短时间内快速克服多普勒现象完成载波恢复与时钟同步，并通过 QuartusII 和 ModuleSim 以及 MATLAB 进行联合仿真。仿真表明该方法克服了较大多普勒频移和快速的多普勒变化率的影响，在输入信噪比 E_b/N_0 =5dB 以及环路噪声带宽为 50 kHz 的条件下，载波环路与时钟同步环路的锁定时间约 3.6 ms，而且在不同噪声环境下的稳定性都能够满足工程需求，证明了该方法满足空间通信中 GMSK 信号的载波恢复与时钟同步的要求。

参考文献：

[1] Shambayati S, Lee D K. GMSK modulation for deep space applications [C]// Proc of IEEE Aerospace Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2012: 1-13.

[2] Shambayati S. Ka-Band telemetry operations concept: a statistical approach [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(11): 2171-2179.

[3] Jhaidri M A, Laot C, Thomas A. Nonlinear analysis of GMSK carrier phase recovery loop [C]//Proc of International Symposium on Signal, Image, Video and Communications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017.

[4] 吴伟仁,节德刚,丁兴文, 等.深空测控通信中 GMSK 体制非相干解调算法研究[J]. 宇航学报, 2014, 35(12): 1437-1443. (Wu Weiren, Jie Degang, Ding Xingwen, *et al.* A noncoherent demodulation algorithm of GMSK for deep-space missions [J]. Journal of Astronautics, 2014, 35(12): 1437-1443.)

[5] 张金荣, 吴岭. GMSK+PN 遥外测体制的性能分析 [J]. 南京大学学报：自然科学版, 2018, 54(3): 489-496. (Zhang Jinrong, Wu Ling. Performance analysis of telemetry and ranging based on GMSK+PN technique [J]. Journal of Nanjing University：Natural Science, 2018, 54(3): 489-496.)

[6] Sessler G M A, Abello R, James N, *et al.* GMSK demodulator implementation for ESA deep-space missions [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(11): 2132-2141.

[7] Satorius E, Estabrook P, Wilson J, *et al.* Direct-to-earth communications and signal processing for Mars exploration rover entry, descent, and landing [J]. Interplanetary Network Progress Report, 2003, 153: 1-35.

[8] 王乐, 王竹刚, 熊蔚明. 基于最大似然频率精细估计的载波捕获算法 [J]. 电讯技术, 2013, 53(1): 39-43. (Wang Le, Wang Zhugang, Xiong Weiming. High-accurate carrier acquisition based on maximum likelihood estimation of refined frequency [J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(1): 39-43.)

[9] Cheng Fi, Cheng Qi. The large sample performance of a maximum likelihood method for OFDM carrier frequency offset estimation [J]. Wireless Personal Communications, 2013, 72 (1): 227-244.

[10] 李炳旭. 基于 FPGA 的 GMSK 调制解调 SoC 芯片的研究与实现[D]. 大连：大连海事大学, 2013. (Li Bingxu. Research and realization of GMSK modulation and demodulation SoC chip based on FPGA [D]. Dalian：Dalian Maritime University, 2013.)

[11] 康超, 陈丽婷, 陈建斌. GMSK 信号的维特比算法与 FPGA 实现 [J]. 无线电工程, 2018, 48(7): 541-545. (Kang Chao, Chen Liting, Chen Jianbin. The viterbi algorithm of GMSK signal and implement in FPGA [J]. Radio Engineering, 2018, 48(7): 541-545.)

[12] Kumm M, Klingbeil H, Zipf P. An FPGA-based linear all-digital phase-locked loop [J]. IEEE Trans on Circuits & Systems I Regular Papers, 2010, 57(9): 2487-2497.

[13] Wang Le, Wang Zhugang, Xiong Weiming. A fast and highly accurate carrier acquisition for deep space applications [C]//Proc of International Congress on Image and Signal Processing. Piscataway,NJ:IEEE Press, 2012.

[14] Cattivelli F S, Estabrook P, Satorius E H, *et al.* Carrier recovery enhancement for maximum-likelihood Doppler shift estimation in Mars exploration missions [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2008, 2(5): 658-669.

[15] Bergogne C, Sehier P, Bousquet M. Reduced complexity frequency estimator for burst transmission [C]//Proc of the 4th IEEE International Conference on Universal Personal Communications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995: 231-235.

[16] Zhang Zhaowei, Wang Jianwei, Zhang Hailin. Joint-detection for high accelerating Doppler-shift in deep-space communications [C]// Proc of IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2015: 476-481.

[17] Zheng Chenggong, Chen Xi, Huang Zhen. A comprehensive analysis on Doppler frequency and Doppler frequency rate characterization for GNSS receivers [C]//Proc of the 2nd IEEE International Conference on Computer and Communications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 2606-2610.

[18] Al-Dhahir N, Saulnier G. A high-performance reduced-complexity GMSK demodulator [J]. IEEE Trans on Communications, 1998, 46(11): 1409-1412.

[19] Hsieh G C, Hung J C. Phase-locked loop techniques. a survey [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1996, 43(6): 609-615.

[20] Haykin S S, Carnegie R. Improved analogue-digital filter transformation [J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 2010, 118(6): 759-761.

[21] 杜勇. 数字通信同步技术的 MATLAB 与 FPGA 实现 [M]. 北京:机械工业出版社, 2013:71-96. (Du Yong. MATLAB and FPGA implementation of digital communication synchronization technology [M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 2013: 71-96.)

[22] Torres V, Valls J, Canet M J. Optimized CORDIC-based atan2 computation for FPGA implementations [J]. Electronics Letters, 2017, 53(19): 1296-1298.